

SWITCHING POWER SOURCE CIRCUIT

Patent number: JP2003244957
Publication date: 2003-08-29
Inventor: YASUMURA MASAYUKI
Applicant: SONY CORP
Classification:
 - international: **H02M3/28; H02M3/24;** (IPC1-7): H02M3/28
 - european:
Application number: JP20020038834 20020215
Priority number(s): JP20020038834 20020215

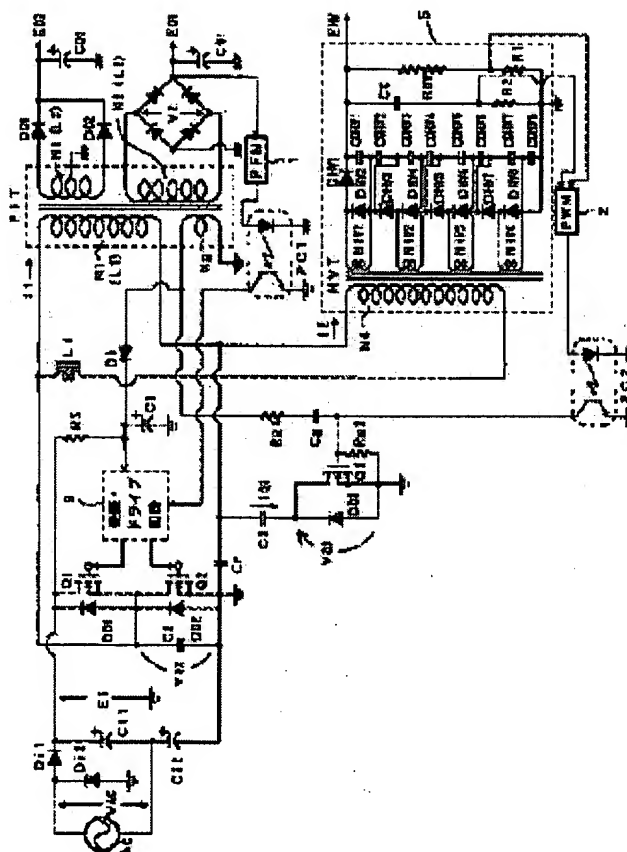
Report a data error here

Abstract of JP2003244957

PROBLEM TO BE SOLVED: To simplify the constitution of a power source circuit capable of constant voltage controlling DC output voltages outputted from two converter transformers.

SOLUTION: The constant DC output voltage E01 of an isolation converter transformer PIT is obtained by variably controlling the switching frequency of an oscillating and drive circuit 3 in response to the level of the DC output voltage E01 from the transformer PIT by connecting a primary winding N1 of the transformer PIT and a primary winding N4 of a step-up transformer HVT in parallel, and a constant DC high voltage EHV is obtained by controlling the conducting angle of an auxiliary switching element Q3 in response to the level of the DC high voltage EHV outputted from the transformer HVT. Thus, the constant voltage E01 outputted from the transformer PIT is obtained, and the constant voltage EHV outputted from the transformer HVT is obtained, by one oscillating and drive circuit 3.

COPYRIGHT: (C)2003,JPO



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2003-244957
(P2003-244957A)

(43) 公開日 平成15年8月29日 (2003.8.29)

(51) Int.Cl.⁷
H 0 2 M 3/28

識別記号

F I
H 0 2 M 3/28

デマコト* (参考)
W 5 H 7 3 0
Q
V

審査請求 未請求 請求項の数 2 ○ L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2002-38834(P2002-38834)

(22) 出願日 平成14年2月15日 (2002.2.15)

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 安村 昌之

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

(74) 代理人 100086841

弁理士 脇 篤夫 (外1名)

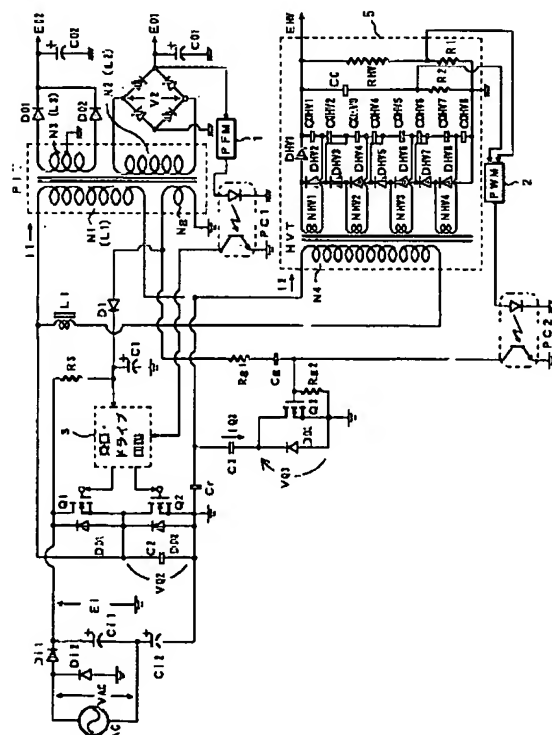
Fターム(参考) 5H730 AS01 AS04 AS15 BB26 BB57
BB66 BB82 BB88 CC01 DD04
EE03 EE04 EE07 EE73 EE76
FD01 FF19 FG05 FC07

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源回路

(57) 【要約】

【課題】 2つのコンバータトランスから出力される直流出力電圧の定電圧制御を行うことができる電源回路の構成を簡略化を図ること。

【解決手段】 絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1と昇圧トランスHVTの一次巻線N4とを並列に接続したうえで、絶縁コンバータトランスPITから出力される直流出力電圧E01のレベルに応じて、発振・ドライブ回路3のスイッチング周波数を可変制御することで、直流出力電圧E01の定電圧化を図ると共に、昇圧トランスHVTから出力される直流高電圧EHVのレベルに応じて、補助スイッチング素子Q3の導通角を制御して直流高電圧EHVの定電圧化を図ることで、1の発振・ドライブ回路3により、絶縁コンバータトランスPITから出力される直流出力電圧E01と定電圧化と、昇圧トランスHVTから出力される直流高電圧EHVの定電圧化を図るようにした。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 2石のスイッチング素子をハーフブリッジ結合して形成され、直流入力電圧についてスイッチングを行うスイッチング手段と、ギャップが形成されていない磁心に一次巻線と二次巻線とが形成され、上記スイッチング手段により一次巻線に得られる出力を二次巻線に伝送するように形成された第1及び第2のコンバータトランスと、上記第1及び第2のコンバータトランスの一次巻線とは並列に接続され、少なくとも上記第1及び第2のコンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に対して直列に接続される直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて、上記スイッチング素子のスイッチング動作を電流共振形とする電流共振回路と、上記2石のスイッチング素子のいずれかに並列に接続され、上記並列に接続されたスイッチング素子がオフしたとき部分共振する部分共振コンデンサと、上記2石のスイッチング素子に対してスイッチング駆動信号を印加してスイッチング動作をさせるスイッチング駆動手段と、上記直列共振コンデンサに対して並列に接続され、少なくとも、上記部分共振コンデンサが接続されたスイッチング素子がオンとなる期間に動作する補助スイッチング素子と、所定以上の静電容量値が選定されたコンデンサとを直列に接続した直列回路と、上記第1のコンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、第1の二次側直流出力電圧を生成するように構成された第1の直流出力電圧生成手段と、上記第2のコンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、第2の二次側直流出力電圧を生成するように構成された第2の直流出力電圧生成手段と、上記第1の二次側直流出力電圧のレベルに応じて、上記スイッチング駆動手段のスイッチング周波数を可変制御を行って、上記第1の二次側直流出力電圧の定電圧制御を行う第1の定電圧制御手段と、上記第2の二次側直流出力電圧のレベルに応じて、上記補助スイッチング素子の導通角を制御して、上記第2の二次側直流出力電圧の定電圧制御を行う第2の定電圧制御手段と、を備えて構成されることを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項2】 上記スイッチング駆動手段は、上記2石スイッチング素子を他励式によりスイッチング駆動する他励発振駆動回路によって形成されることを特徴とする請求項1に記載のスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、各種電子機器に電源として備えられるスイッチング電源回路に関するもの

である。

【0002】

【従来の技術】 スwitchング電源回路として、例えばフライバックコンバータやフォワードコンバータなどの形式のスイッチングコンバータを採用したものが広く知られている。これらのスイッチングコンバータはスイッチング動作波形が矩形波状であることから、スイッチングノイズの抑制には限界がある。また、その動作特性上、電力変換効率の向上にも限界があることがわかっている。そこで、先に本出願人により、各種共振形コンバータによるスイッチング電源回路が各種提案されている。共振形コンバータは容易に高電力変換効率を得られると共に、スイッチング動作波形が正弦波状となることで低ノイズが実現される。また、比較的少数の部品点数により構成することができるというメリットも有している。

【0003】 図6は先に本出願人により提案された発明に基づいて構成することのできるテレビジョン受像機用のスイッチング電源回路の一構成例を示す回路図である。この図に示すスイッチング電源回路においては、商用交流電源（交流入力電圧VAC）を入力する整流平滑回路として、[整流ダイオードDi1, Di2, 平滑コンデンサCi1, Ci2] から成る倍電圧整流回路が設けられる。この倍電圧整流回路では、直列接続された平滑コンデンサCi1-Ci2の両端に、交流入力電圧VACの2倍に対応する整流平滑電圧Eiを生成する。

【0004】 この図に示すスイッチング電源回路は、2つのスイッチングコンバータを備えて構成される。このため、図のようにスイッチング素子Q1, Q2、及びスイッチング素子Q11, Q12をそれぞれハーフブリッジ結合したうえで、平滑コンデンサCi1の正極側の接続点とアース間に対して挿入するようにして接続されている。この場合、各スイッチング素子Q1, Q2, Q11, Q12には、MOS-FETもしくはIGBT（絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）が採用される。

【0005】 一方のスイッチングコンバータを構成するスイッチング素子Q1, Q2の各ゲートは発振・ドライブ回路3に接続されている。また、スイッチング素子Q1のドレインが平滑コンデンサCi1の正極と接続され、ソースが絶縁コンバータトランスPIT1の一次巻線N1、直列共振コンデンサCr1を介して一次側アースに接続される。また、スイッチング素子Q2のドレインは、スイッチング素子Q1のソースと接続され、そのソースは一次側アースに接続されている。また、スイッチング素子Q1, Q2のドレイン-ソース間には、クランプダイオードDD1, DD2がそれぞれ挿入されている。

【0006】 絶縁コンバータトランスPIT1（Power Isolation Transformer）は、スイッチング素子Q1, Q2のスイッチング出力を二次側に伝送する。絶縁コンバータトランスPIT1の構造としては、図7に示すように、例えばフェライト材によるE字形コアCR1、CR

2を互いの磁脚が対向するように組み合わせたE-E字形コアが備えられ、このE-E字形コアの中央磁脚に対して、分割ボビンBを利用して一次巻線N1と二次巻線N2、N3とが分割された状態で巻装されている。この場合、分割ボビンBには、約60mmφのリッツ線を、がら巻きにより巻回して一次巻線N1と二次巻線N2とをそれぞれ構成するようにしている。またこの場合、E-E字形コアの中央磁脚に対しては0.5mm~1.0mmのギャップGが形成されており、これによって、一次巻線N1と二次巻線N2の結合係数kが、例えば $k=0.85$ という疎結合の状態が得られるようにしている。

【0007】絶縁コンバータトランスPIT1の一次巻線N1の一端は、スイッチング素子Q1のソースとスイッチング素子Q2のドレインの接点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。また、一次巻線N1の他端は、例えばフィルムコンデンサからなる直列共振コンデンサCr1を介して一次側アースに接地されている。

【0008】この場合、第1のスイッチングコンバータには、上記直列共振コンデンサCr1、及び絶縁コンバータトランスPIT1の一次巻線N1が直列に接続されているため、この直列共振コンデンサCr1のキャパシタンス及び一次巻線N1（直列共振巻線）を含む絶縁コンバータトランスPIT1の漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンスL1）成分とにより、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための直列共振回路が形成されることになる。

【0009】また、スイッチング素子Q2のドレイン-ソース間に対しては、部分電圧共振用の並列共振コンデンサCr2が並列に接続されており、この並列共振コンデンサCr2によって、スイッチング素子Q1、Q2をゼロ電圧スイッチング（ZVS（Zero Voltage Switching））動作、及びゼロ電流スイッチング（ZCS（Zero Current Switching））動作させるようにしている。

【0010】即ち、この電源回路では、一次側にはスイッチング動作を電流共振形とするための直列共振回路と、スイッチング素子Q1、Q2の動作を共振動作とするための部分電圧共振回路とが備えられている。なお、本明細書では、このような一次側電流共振回路に対して部分電圧共振回路などの他の共振回路が備えられて動作する構成のスイッチングコンバータについては、「複合共振スイッチングコンバータ」ともいうことにする。

【0011】また、この図における絶縁コンバータトランスPIT1の二次側には、二次巻線N2、N3がそれぞれ独立して巻装されている。そして、二次巻線N2に対してはブリッジ整流ダイオードDBR及び平滑コンデンサC01を接続することで、直流出力電圧E01を生成するようにしている。また、二次巻線N3に対してはセンタータップを設けた上で、二次巻線N3に、それぞれ整流ダイオードD01、D02、及び平滑コンデンサC02を図のよ

うに接続することで〔整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサC02〕から成る全波整流回路を形成して直流出力電圧E02を生成するようにしている。この場合、直流出力電圧E01は制御回路1aに対しても分岐して入力される。

【0012】制御回路1aは、例えば二次側の直流出力電圧E01のレベルに応じたPFM（Pulse Frequency Modulation）信号をフォトカプラPC1を介して一次側の発振・ドライブ回路3に対して供給する。発振・ドライブ回路3では、直流出力電圧E01の安定化が図られるように制御回路1からのPFM信号に応じたスイッチング駆動信号をスイッチング素子Q1、Q2のゲートに対して交互に出力する。これによって、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング周波数を可変して二次側直流出力電圧E01の定電圧化を行うように制御する。

【0013】なお、発振・ドライブ回路3には、起動抵抗RSを介して起動電圧が供給されていると共に、絶縁コンバータトランスPIT1の一次側に追加的に巻装された巻線N5の出力をコンデンサC1で平滑した平滑出力が駆動電圧として供給されている。

【0014】他方のスイッチングコンバータを構成するスイッチング素子Q11、Q12の各ゲートは、発振・ドライブ回路4に接続されている。そしてスイッチング素子Q11のドレインが平滑コンデンサC11の正極と接続され、ソースが直列共振コンデンサCr11、チョークコイルL1、昇圧トランスHVT1の一次巻線N4を介して一次側アースに接続されている。またスイッチング素子Q12のドレインは、上記スイッチング素子Q11のソースと接続され、そのソースは一次側アースに接続されている。また、この場合もスイッチング素子Q11、Q12のドレイン-ソース間にはクランプダイオードDD11、DD12がそれぞれ挿入されている。

【0015】チョークコイルL1はリーケージインダクタンス用のチョークコイルであり、昇圧トランスHVT1の一次巻線N4に対して直列に接続されることで、結合係数kが約0.95程度とされる昇圧トランスの結合係数kが約0.8程度の結合状態にするために設けられている。

【0016】この場合も、上記直列共振コンデンサCr11、チョークコイルL1、及び昇圧トランスHVT1の一次巻線N4は、直列に接続されているため、この直列共振コンデンサCr11のキャパシタンスと、チョークコイルL1及び昇圧トランスHVT1の一次巻線N4（直列共振巻線）を含む昇圧トランスHVT1の漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンスL1）成分とにより、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための直列共振回路が形成されていることになる。

【0017】また、この場合もスイッチング素子Q12のドレイン-ソース間に対しては、部分電圧共振用の並列共振コンデンサCr12が並列に接続されており、この並

列共振コンデンサCr2によって、スイッチング素子Q11, Q12をZVS及びZCS動作させるようにしている。即ち、この電源回路では、他方のスイッチングコンバータも「複合共振形スイッチングコンバータ」として動作するように構成されている。

【0018】また、高圧発生回路5を構成する昇圧トランスHVT1の二次側には、4つの昇圧巻線NHV1, NHV2, NHV3, NHV4がそれぞれ独立して巻装されている。この場合、昇圧トランスHVT1の昇圧巻線NHV1の一端部は、高圧整流ダイオードDHV1のアノードと高圧整流ダイオードDHV2のカソードの接続点に接続され、その他端部が平滑コンデンサCOHV1の負極と平滑コンデンサCOHV2の正極の接続点に接続される。また、平滑コンデンサCOHV1の正極が高圧整流ダイオードDHV1のカソードに接続され、平滑コンデンサCOHV2の負極が高圧整流ダイオードDHV2のアノードに対して接続されている。

【0019】このような接続形態では、結果的には、昇圧巻線NHV1からの出力により、平滑コンデンサCOHV1に対する充電動作と、平滑コンデンサCOHV2に対する充電動作が行われるため、直列に接続された平滑コンデンサCOHV1-平滑コンデンサCOHV2の両端には、昇圧巻線NHV1に得られた交番電圧の2倍に対応する直流出力電圧が得られる。そして、高圧発生回路5には[昇圧巻線NHV1、高圧整流ダイオードDHV1, DHV2、平滑コンデンサCOHV1, COHV2]、[昇圧巻線NHV2、高圧整流ダイオードDHV3, DHV4、平滑コンデンサCOHV3, COHV4]、[昇圧巻線NHV3、高圧整流ダイオードDHV5, DHV6、平滑コンデンサCOHV5, COHV6]、[昇圧巻線NHV4、高圧整流ダイオードDHV7, DHV8、平滑コンデンサCOHV7, COHV8]からなる4つの倍電圧整流平滑回路が設けられ、各倍電圧整流平滑回路の平滑コンデンサCOHV1~COHV8が直列に接続されている。これにより、平滑コンデンサCOHV1~COHV8の両端には、各昇圧巻線NHV1~NHV4に誘起される誘起電圧のほぼ8倍のレベルに対応した直流高電圧EHVが得ることができるようになっている。そして、この場合は高圧整流ダイオードDHV1のカソードと二次側アースとの間に、例えばフィルムコンデンサからなる平滑コンデンサCcと抵抗R2との直列回路を接続することによって、所定の直流高電圧EHVを得るようにしている。

【0020】また、この場合は高圧整流ダイオードDHV1のカソードと二次側アースとの間には、抵抗RHV-抵抗R1からなる直列回路が接続されており、この抵抗R1, R2により分圧した電圧と平滑コンデンサCcと抵抗R2との接続点の出力電圧が制御回路1bに入力される。

【0021】制御回路1bは、例えば二次側直流高電圧EHVのレベルに応じたPFM信号をフォトカプラPC2を介して発振・ドライブ回路4に対して供給する。発振

・ドライブ回路4では、直流高電圧EHVの安定化が図られるように制御回路1bからのPFM信号に応じたスイッチング駆動信号(電圧)をスイッチング素子Q11, Q12のゲートに対して交互に出力する。これによって、スイッチング素子Q11, Q12のスイッチング周波数を可変して二次側直流高電圧EHVの定電圧化を行うように制御する。なお、発振・ドライブ回路4にも、起動抵抗RSを介して起動電圧が供給されていると共に、絶縁コンバータトランスPIT1の巻線N5の出力をコンデンサC1で平滑した平滑出力が駆動電圧として供給されている。

【0022】ここで、図8に昇圧トランスHVT1の構造例を示しておく。図8に示す昇圧トランスHVT1では、例えばフェライト材による2つのU型コアCR1, CR2の各磁脚を対向するように組み合わせることでU-U型コアCRが形成される。そして、U型コアCR1の磁脚端部とU型コアCR2の磁脚端部との対向する部分には、例えば0.3mm程度のギャップG1, G2をそれぞれ設け、これによって、一次巻線N4と昇圧巻線NHV(1~5)の結合係数kが例えば $k \approx 0.95$ という密結合の状態が得られるようにしている。そして、図示するように、U-U型コアCRの一方の磁脚に対して、低圧巻線ボビンLBと高圧巻線ボビンHBとを取り付けることで、これら低圧巻線ボビンLB及び高圧巻線ボビンHBに対して、それぞれ一次巻線N4と昇圧巻線NHV(1~5)を分割して巻装するようにしている。

【0023】この場合、低圧巻線ボビンLBには一次巻線N4が巻装され、高圧巻線ボビンHBには昇圧巻線NHVが巻装される。この時、高圧巻線ボビンHBには、例えば複数の昇圧巻線NHV(1~5)の各々を絶縁した状態で巻装する必要があるため、昇圧巻線NHVの巻き方は、各昇圧巻線NHVを所定回数巻装して得られる2つの巻線層ごとに層間フィルムFを挿入して巻き上げる、いわゆる層間巻きとされている。そのうえで、上記U-U型コアCR、一次巻線N4、及び昇圧巻線NHV(1~5)とについて、例えば高分子のエポキシ樹脂等の充填剤により充填することで、これらの絶縁を確保する。

【0024】上記図6に示した電源回路の要部の動作波形を図9、図10に示す。図9、図10は、上記図6に示した電源回路の各スイッチングコンバータの動作波形を示した図である。図9に示すように、一方のスイッチングコンバータは、商用交流電源が投入されると、例えば起動抵抗RSを介して発振・ドライブ回路3に駆動電圧が供給される。そして、発振・ドライブ回路3によってスイッチング素子Q1がオンになると、スイッチング素子Q2はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子Q1の出力として、一次巻線N1→直列共振コンデンサCr1に共振電流が流れ、この共振電流が0となる近傍でスイッチング素子Q2がオン、スイッチング素子Q1がオフとなるように制御される。以降はスイッチング素子Q1, Q2が交互にオンとなるように制御され

る。これにより、スイッチング素子Q2がオンとなる期間TON、及びオフとなる期間TOFFにおけるスイッチング素子Q2のコレクターエミッタ間電圧VQ2は、図9(a)に示すような波形となり、スイッチング素子Q2のコレクタには、図9(b)に示すような波形のコレクタ電流IQ2が流れることになる。

【0025】この場合、直列共振コンデンサCr1に流れる直流共振電流I1は、図9(c)に示されているような正弦波となり、スイッチング素子Q1に負方向の直流共振電流I1が流れると、スイッチング素子Q2には正方向の直流共振電流I1が流れることになる。このようにスイッチング素子Q1、Q2が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁コンバータトランスPIT1の一次巻線N1に共振電流波形に近いドライブ電流が供給され、その二次側からは、図9(d)に示すような波形の直流出力電圧E01が得られることになる。

【0026】一方、他方のスイッチングコンバータにおいても、商用交流電源が投入されると、例えば起動抵抗RSを介して発振・ドライブ回路4に駆動電圧が供給され、スイッチング素子Q11がオンになると、スイッチング素子Q12はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子Q11の出力として、直列共振コンデンサCr11-チョークコイルL1-一次巻線N4に共振電流が流れ、この共振電流が0となる近傍でスイッチング素子Q12がオン、スイッチング素子Q11がオフとなるように制御される。以降はスイッチング素子Q1、Q2が交互にオンとなるように制御される。これにより、スイッチング素子Q12がオンとなる期間TON、及びオフとなる期間TOFFにおけるスイッチング素子Q12のコレクターエミッタ間電圧VQ12は、図10(a)に示すような波形となり、スイッチング素子Q12のコレクタには、図10(b)に示すような波形のコレクタ電流IQ12が流れることになる。従って、この場合も直列共振コンデンサCr11に流れる直流共振電流I2は、図10(c)に示されているような正弦波となり、スイッチング素子Q11、Q12が交互に開閉を繰り返すことによって、昇圧トランスの二次側からは、図10(d)に示すような波形の直流高電圧EHVが得られることになる。

【0027】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記した図6に示した先行技術としての電源回路においては、二次側直流出力電圧E01と二次側直流高電圧EHVの定電圧化を図るために、一次側に2つのスイッチングコンバータを並列に接続されているため、4つのスイッチング素子と2つの発振・ドライブ回路が必要になり、回路規模の大型化やコストアップを招くという欠点があった。

【0028】また、図6に示した電源回路においては、二次側直流出力電圧E01と二次側直流高電圧EHVの定電圧制御がそれぞれ独立して行われているため、図9及び図10に示した動作波形からも分かるように、各スイッ

チングコンバータを形成するスイッチング素子Q1、Q2及びQ11、Q12のオン/オフ周期が異なるものとされる。つまり、各図6に示した電源回路では、スイッチングコンバータは交流入力電圧VACや負荷電力の変動に応じてそれぞれ異なるスイッチング周波数で動作しているため、プリント基板のアースパターン電位が相互に干渉してノイズ妨害が発生する。このため、何らかのノイズ妨害対策を施すことが必要になるが、このようなノイズ妨害に対する対策を施すのは非常に困難であった。

【0029】また、図6に示した電源回路では、絶縁コンバータトランスPIT1と昇圧トランスHVT1のフェライトコアに、それぞれギャップGを形成する必要があるため、フェライトコアを研磨する研磨工程が必要になり、コストアップを招く要因になっていた。さらにこの場合は、各コンバータトランスのギャップG近辺の一次巻線及び二次巻線は、フリンジ磁束による渦電流損失によって温度が上昇するため、絶縁コンバータトランスPIT1及び昇圧トランスHVT1に対する信頼性が乏しいものとされる。さらに、各コンバータトランスでは漏洩磁束が発生するため、コンバータトランスの外周に銅板により形成したショートリングを巻回するなどして漏洩磁束のシールド対策が必要になるという欠点もあった。

【0030】

【課題を解決するための手段】そこで本発明は上記した課題を考慮して、スイッチング電源回路として次のように構成することとした。つまり、2石のスイッチング素子をハーフブリッジ結合して形成され、直流入力電圧についてスイッチングを行うスイッチング手段と、ギャップが形成されていない磁心に一次巻線と二次巻線とが形成され、上記スイッチング手段により一次巻線に得られる出力を二次巻線に伝送するように形成された第1及び第2のコンバータトランスと、上記第1及び第2のコンバータトランスの一次巻線とは並列に接続され、少なくとも上記第1及び第2のコンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に対して直列に接続される直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて、上記スイッチング素子のスイッチング動作を電流共振形とする電流共振回路と、上記2石のスイッチング素子のいずれかに並列に接続され、上記並列に接続されたスイッチング素子がオフしたとき部分共振する部分共振コンデンサと、上記2石のスイッチング素子に対してスイッチング駆動信号を印加してスイッチング動作をさせるスイッチング駆動手段とを備える。そして、上記直列共振コンデンサに対して並列に接続され、少なくとも、上記部分共振コンデンサが接続されたスイッチング素子がオンとなる期間に動作する補助スイッチング素子と、所定以上の静電容量値が選定されたコンデンサとを直列に接続した直列回路と、上記第1のコンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を

入力して、第1の二次側直流出力電圧を生成するように構成された第1の直流出力電圧生成手段と、上記第2のコンバートランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、第2の二次側直流出力電圧を生成するように構成された第2の直流出力電圧生成手段と、上記第1の二次側直流出力電圧のレベルに応じて、上記スイッチング駆動手段のスイッチング周波数を可変制御を行って、上記第1の二次側直流出力電圧の定電圧制御を行う第1の定電圧制御手段と、上記第2の二次側直流出力電圧のレベルに応じて、上記補助スイッチング素子の導通角を制御して、上記第2の二次側直流出力電圧の定電圧制御を行う第2の定電圧制御手段とを備えて構成するようにした。

【0031】上記構成によれば、第1のコンバートランスの一次巻線と第2のコンバートランスの一次巻線とを並列に接続したうえで、第1のコンバートランスから出力される第1の二次側直流出力電圧のレベルに応じて、スイッチング駆動手段のスイッチング周波数を可変制御を行うことで、第1の二次側直流出力電圧の定電圧制御を行うと共に、第2のコンバートランスから出力される第2の二次側直流出力電圧のレベルに応じて、補助スイッチング素子の導通角を制御して、第2の二次側直流出力電圧の定電圧制御を行うことで、1のスイッチング手段によって、第1及び第2のコンバートランスから出力される第1及び第2の二次側直流出力電圧の定電圧化を図ることが可能になる。

【0032】

【発明の実施の形態】図1は、本発明の実施の形態としての電源回路の構成を示している。この図1に示す電源回路は、一次側に電流共振形コンバータを備えた共振形スイッチングコンバータとしての構成を採る。この図に示すスイッチング電源回路においては、商用交流電源（交流入力電圧VAC）を入力する整流平滑回路として、[整流ダイオードDi1, Di2, 平滑コンデンサCi1, Ci2]から成る倍電圧整流回路が設けられる。この倍電圧整流回路では、直列接続された平滑コンデンサCi1-Ci2の両端に、交流入力電圧VACの2倍に対応する整流平滑電圧Eiを生成する。この電源回路のスイッチングコンバータは、図のように2つのスイッチング素子Q1, Q2をハーフブリッジ結合したうえで、平滑コンデンサCiの正極側の接続点とアース間に対して挿入するようにして接続されている。この場合、スイッチング素子Q1, Q2にはバイポーラトランジスタ（BJT; 接合型トランジスタ）が採用される。

【0033】スイッチング素子Q1, Q2の各ゲートは発振・ドライブ回路3に接続されている。また、スイッチング素子Q1のドレインが平滑コンデンサCi1の正極と接続され、ソースが絶縁コンバートランスPITの一次巻線N1、直列共振コンデンサCr1を介して一次側アースに接続される。また、スイッチング素子Q2のドレ

インは、スイッチング素子Q1のソースと接続され、そのソースは一次側アースに接続されている。また、スイッチング素子Q1, Q2のドレイン-ソース間には、クランプダイオードDD1, DD2がそれぞれ挿入されている。

【0034】コンバートランスである絶縁コンバートランスPIT（Power Isolation Transformer）は、スイッチング素子Q1, Q2のスイッチング出力を二次側に伝送する。そして、本実施の形態においては、この絶縁コンバートランスPITの構造が、先行技術としての絶縁コンバートランスPIT1の構造と異なるものとされる。即ち、本実施の形態としての絶縁コンバートランスPIT、図2に示すように、例えばフェライト材によるE字形コアCR1, CR2を互いの磁脚が対向するように組み合わせたE-E字形コアが備えられ、このE-E字形コアの中央磁脚に対して、分割ボビンBを利用して一次巻線N1と二次巻線N2とを分割した状態で巻装することになるが、この場合は、上記図7においてE-E字形コアの中央磁脚に形成されていたギャップGを形成しないようにしている点が異なるものとされる。そして、分割ボビンBに、約60mmφのリッツ線を、がら巻きにより巻回して一次巻線N1と二次巻線N2とをそれぞれ構成することで、一次巻線N1と二次巻線N2の結合係数kが、例えば $k \approx 0.90$ 程度の結合状態を得るようにすることで、AC-DC電力変換効率の向上を図るようにしている。

【0035】絶縁コンバートランスPITの一次巻線N1の一端は、スイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。また、一次巻線N1の他端は、例えばフィルムコンデンサからなる直列共振コンデンサCr1を介して一次側アースに接地されている。この場合、上記直列共振コンデンサCr1、及び一次巻線N1は直列に接続されているため、この直列共振コンデンサCr1のキャパシタンス及び一次巻線N1（直列共振巻線）を含む絶縁コンバートランスPITの漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンスL1）成分とにより、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための直列共振回路を形成している。

【0036】また、スイッチング素子Q2のコレクターエミッタ間に対しては、部分電圧共振用の並列共振コンデンサCr2が並列に接続されており、この並列共振コンデンサCr2によって、スイッチング素子Q1, Q2をZVS及びZCS動作させるようにしている。即ち、この電源回路は「複合共振形スイッチングコンバータ」としての構成を採るものとされる。

【0037】そして、このような本実施の形態としての電源回路においては、絶縁コンバートランスPITの一次巻線N1に対して並列に、チョークコイルL1と昇圧トランスHVTの一次巻線N4との直列接続回路を接続

するようにしている。この場合、直列共振コンデンサ C_{r1} 、チョークコイル $L1$ 、及び昇圧トランス HVT の一次巻線 $N4$ は直列に接続されることになるため、直列共振コンデンサ C_{r1} のキャパシタンスと、チョークコイル $L1$ 及び昇圧トランス HVT の一次巻線 $N4$ （直列共振巻線）を含む昇圧トランス HVT の漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンス $L1$ ）成分とにより直列共振回路が形成されることになる。そしてさらに、直列共振コンデンサ C_{r1} に対して並列に、直列共振コンデンサ C_{r1} のキャパシタンス電圧制御用のコンデンサ C_{r3} と補助スイッチング素子 $Q3$ との直列回路を接続するようにしている。

【0038】この場合、補助スイッチング素子 $Q3$ のドレインはコンデンサ C_{r3} と接続され、そのドレインソース間にはクランプダイオード $DD3$ が並列に接続される。また、補助スイッチング素子 $Q3$ のソースは一次側アースに対して接地される。この場合、コンデンサ C_{r3} の静電容量値は、直列共振コンデンサ C_{r1} の静電容量値の3倍以上のものが選定される。また、補助スイッチング素子 $Q3$ には、 $MOS-FET$ もしくは $IGBT$ （絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）が採用される。

【0039】補助スイッチング素子 $Q3$ のゲートには、コンデンサ C_g －抵抗 R_{g1} －ドライブ巻線 N_g の直列接続回路が接続される。またゲートと一次側アースとの間には抵抗 R_{g2} が接続されている。ドライブ巻線 N_g は、絶縁コンバータトランス PIT の一次側に独立するようにして形成される。なお、ドライブ巻線 N_g のターン数は1Tであればその動作は保証されるが、ドライブ巻線 N_g のターン数は1Tに限定されるものではない。

【0040】そして、この図における絶縁コンバータトランス PIT の二次側には、二次巻線 $N2$ 、 $N3$ がそれぞれ巻装されている。そして、二次巻線 $N2$ に対してはブリッジ整流ダイオード DBR 及び平滑コンデンサ $C01$ を接続することで、直流出力電圧 $E01$ （例えば135V）を生成する。また、二次巻線 $N3$ に対してはセンタータップを設けた上で、それぞれ整流ダイオード $D01$ 、 $D02$ 、及び平滑コンデンサ $C02$ を図のように接続することで〔整流ダイオード $D01$ 、 $D02$ 、平滑コンデンサ $C02$ 〕から成る全波整流回路を形成して直流出力電圧 $E02$ （例えば15V）を生成する。この場合、直流出力電圧 $E01$ は制御回路1に対しても分岐して入力される。

【0041】制御回路1は、例えば二次側の直流出力電圧 $E01$ のレベルに応じた PFM 信号をフォトカプラ $PC1$ を介して一次側の発振・ドライブ回路3に対して供給する。発振・ドライブ回路3では、直流出力電圧 $E01$ の安定化が図られるように制御回路1からの PFM 信号に応じたスイッチング駆動信号をスイッチング素子 $Q1$ 、 $Q2$ のゲートに対して交互に出力する。これによって、スイッチング素子 $Q1$ 、 $Q2$ のスイッチング周波数を可変して二次側直流出力電圧 $E01$ の定電圧化を行うように制

御する。

【0042】なお、発振・ドライブ回路3には、起動抵抗 RS を介して起動電圧が供給されていると共に、絶縁コンバータトランス PIT の一次側に追加的に巻装された巻線 $N5$ の出力をコンデンサ $C1$ で平滑した平滑出力が駆動電圧として供給されている。

【0043】また、この図において高圧発生回路5を構成するコンバータトランスである昇圧トランス HVT の二次側には、4つの昇圧巻線 $NHV1$ 、 $NHV2$ 、 $NHV3$ 、 $NHV4$ がそれぞれ独立して巻装されている。この場合、昇圧トランス HVT の昇圧巻線 $NHV1$ の一端部は、高圧整流ダイオード $DHV1$ のアノードと高圧整流ダイオード $DHV2$ のカソードの接続点に接続され、その他端部が平滑コンデンサ $COHV1$ の負極と平滑コンデンサ $COHV2$ の正極の接続点に接続される。また、平滑コンデンサ $COHV1$ の正極が高圧整流ダイオード $DHV1$ のカソードに接続され、平滑コンデンサ $COHV2$ の負極が高圧整流ダイオード $DHV2$ のアノードに対して接続されている。

【0044】このような接続形態では、結果的には、昇圧巻線 $NHV1$ からの出力により、平滑コンデンサ $COHV1$ に対する充電動作と、平滑コンデンサ $COHV2$ に対する充電動作が行われるため、直列に接続された平滑コンデンサ $COHV1$ －平滑コンデンサ $COHV2$ の両端には、昇圧巻線 $NHV1$ に得られた交番電圧の2倍に対応する直流出力電圧が得られる。そして、高圧発生回路5には〔昇圧巻線 $NHV1$ 、高圧整流ダイオード $DHV1$ 、 $DHV2$ 、平滑コンデンサ $COHV1$ 、 $COHV2$ 〕、〔昇圧巻線 $NHV2$ 、高圧整流ダイオード $DHV3$ 、 $DHV4$ 、平滑コンデンサ $COHV3$ 、 $COHV4$ 〕、〔昇圧巻線 $NHV3$ 、高圧整流ダイオード $DHV5$ 、 $DHV6$ 、平滑コンデンサ $COHV5$ 、 $COHV6$ 〕、〔昇圧巻線 $NHV4$ 、高圧整流ダイオード $DHV7$ 、 $DHV8$ 、平滑コンデンサ $COHV7$ 、 $COHV8$ 〕からなる4つの倍電圧整流平滑回路が設けられ、各倍電圧整流平滑回路の平滑コンデンサ $COHV1$ ～ $COHV8$ が直列に接続されている。これにより、平滑コンデンサ $COHV1$ － $COHV8$ の両端には、各昇圧巻線 $NHV1$ ～ $NHV4$ に誘起される誘起電圧のほぼ8倍のレベルに対応した直流高電圧 EHV が得ることができるようになっている。そして、この場合は高圧整流ダイオード $DHV1$ のカソードと二次側アースとの間に、例えばフィルムコンデンサからなる平滑コンデンサ C_c と抵抗 $R2$ との直列回路を接続することによって、所定の直流高電圧 EHV （例えば31.5kV）を得るようにしている。

【0045】また、この場合は高圧整流ダイオード $DHV1$ のカソードと二次側アースとの間には、抵抗 R_{HV} －抵抗 $R1$ からなる直列回路が接続されており、この抵抗 $R1$ 、 $R2$ により分圧した電圧と平滑コンデンサ C_c と抵抗 $R2$ との接続点の出力電圧が制御回路2に入力される。

【0046】制御回路2は、例えば二次側直流高電圧 EHV のレベルに応じて補助スイッチング素子 $Q3$ の導通角制御を行って二次側直流高電圧 EHV の定電圧化を図るよ

うに構成されている。このため、制御回路2にはフォトカプラPC2のフォトダイオードのアノードが接続される。また、フォトカプラPC2のフォトトランジスタが補助スイッチング素子Q3のゲートに接続されている。

【0047】このような補助スイッチング素子Q3による直流高電圧EHVの定電圧制御は次のようになる。この場合、制御回路2は、二次側直流高電圧EHVに応じたPWM信号に生成して出力することで、フォトカプラPC2のフォトダイオードに流れる電流を変化させるようにしている。一次側のフォトトランジスタを流れる電流も変化することから、これに伴って補助スイッチング素子Q3のゲートに供給されるゲート電圧を変化させるようにしている。つまり、この場合は、二次側直流高電圧EHVのレベルに応じたPWM制御信号によって補助スイッチング素子Q3の導通角制御を行い、補助スイッチング素子Q3のオン期間 T'_{ON} を二次側直流高電圧EHVのレベルに応じて可変するようにしている。これにより、直列共振コンデンサCr1とコンデンサCr3を含む直列共振回路のキャパシタンスを可変する作用が得られることになる。これにより、昇圧トランスHVTの一次巻線N4を流れる一次電流を可変制御することで、昇圧トランスHVTの二次側から出力される二次側直流高電圧EHVの定電圧化が図られることになる。

【0048】つまり、このような本実施の形態の電源回路においては、絶縁コンバータトランスPITと昇圧トランスHVTの動作周波数をスイッチング周期を同一としたうえで、絶縁コンバータトランスPITの二次側直流出力電圧E01のレベルに応じて、発振・ドライブ回路3によりスイッチング素子Q1、Q2のスイッチング動作をPFM制御することで、二次側直流出力電圧E01の定電圧制御を行うと共に、昇圧トランスHVTの二次側直流高電圧EHVのレベルに応じて、補助スイッチング素子Q3の導通角をPWM制御することで、二次側直流高電圧EHVの定電圧制御を行うようにしている。

【0049】さらに本実施の形態においては、この昇圧トランスHVTの構造も先行技術としての昇圧トランスHVT1の構造と異なるものとされる。図3は、本実施の形態昇圧トランスHVTの構造例を示した図である。図3に示す昇圧トランスHVTにおいても、これまでの昇圧トランスHVT1と同様に、例えばフェライト材による2つのU型コアCR1、CR2の各磁脚を対向するように組み合わせることでU-U型コアCRを形成する。そしてU-U型コアCRの一方の磁脚に対して、低圧巻線ボビンLBと高圧巻線ボビンHBとを取り付けることで、これら低圧巻線ボビンLB及び高圧巻線ボビンHBに対して、それぞれ一次巻線N4と昇圧巻線NHV(1~5)を分割して巻装するようにしている。そして、低圧巻線ボビンLBには一次巻線N4が巻装され、高圧巻線ボビンHBには昇圧巻線NHVが巻装される。この時、高圧巻線ボビンHBには、例えば複数の昇圧巻線NHV(1

~5)の各々を絶縁した状態で巻装する必要があるため、昇圧巻線NHVの巻き方は、各昇圧巻線NHVを所定回数巻装して得られる2つの巻線層ごとに層間フィルムFを挿入して巻き上げる、いわゆる層間巻きとされている。そのうえで、上記U-U型コアCR、一次巻線N4、及び昇圧巻線NHVとについて、例えば高分子のエポキシ樹脂等の充填剤により充填することで、これらの絶縁を確保するようにしている。そして、この図3に示す昇圧トランスHVTでは、これまでU型コアCR1の磁脚端部とU型コアCR2の磁脚端部との対向する部分にそれぞれ設けるようにしていたギャップGを形成しないようにすることで、AC-DC電力変換効率の向上を図るようにしている。また、ギャップGを零としたことでU字形コアCR同士の結合を接着剤によって行うことが可能になり組み立てを容易に行うことができるという利点がある。

【0050】図4は、上記図1に示した電源回路の最大負荷電力時の要部の動作を示す波形図である。この場合も、商用交流電源が投入されると、例えば起動抵抗RSを介してスイッチング素子Q1のベースに起動電流が供給され、スイッチング素子Q1がオンになると、スイッチング素子Q2はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子Q1の出力として、一次巻線N1→直列共振コンデンサCr1に共振電流が流れるが、この共振電流が0となる近傍でスイッチング素子Q2がオン、スイッチング素子Q1がオフとなるように制御される。以降はスイッチング素子Q1、Q2が交互にオンとなるように制御される。これにより、スイッチング素子Q2がオンとなる期間 T_{ON} 、及びオフとなる期間におけるスイッチング素子Q2のコレクターエミッタ間電圧 V_{Q2} は、図4(a)に示すような波形となり、スイッチング素子Q2のコレクタには、図4(b)に示すような波形のコレクタ電流 I_{Q2} が流れる。

【0051】この時、直列共振コンデンサCr1に流れる直流共振電流 I_1 は、図4(c)に示されているような正弦波となり、スイッチング素子Q1に負方向の直流共振電流 I_1 が流れるとすると、スイッチング素子Q2には正方向の直流共振電流 I_1 が流れることになる。このようにスイッチング素子Q1、Q2が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に共振電流波形に近いドライブ電流を供給することで、絶縁コンバータトランスの二次巻線N2に接続されているブリッジ整流ダイオードDBRにおいて、図4(f)に示すような波形のブリッジ出力電圧 V_2 が得られることになる。

【0052】また直列共振コンデンサCr1に対して並列に接続されている補助スイッチング素子Q3のオン期間 T'_{ON} は、制御回路2からのPWM信号によって制御され、従ってこの場合も補助スイッチング素子Q3のドレインソース間電圧 V_{Q3} 、及び補助スイッチング素子Q

3のドレイン電流 I_{Q3} の波形は、それぞれ図4(d)、(e)のように示される。そしてこの場合は、昇圧トランスHVTの二次側からは図4(g)に示すような波形の定電圧化された直流高電圧EHVが得られることになる。

【0053】実験によれば、絶縁コンバータトランスPITの二次側直流電圧E01の負荷電力 P_o を135W～75W、二次側直流電圧E02の負荷電力 P_o を15W、昇圧トランスHVTの二次側直流高電圧EHVの負荷電力PHVを94.5W～0W、交流入力電圧VACを90V～120Vとし、このような負荷変動に対応可能な電源回路を構成する場合には、先行技術としての電源回路では、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1が46T、二次巻線N2が45T、ギャップGが1mmとなるのに対して、本実施の形態の電源回路では、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1を70T、二次巻線N2を45T、ギャップGを零とすることができる。

【0054】また、先行技術としての電源回路においては、昇圧トランスHVT1の一次巻線N4が43T、高圧巻線NHVが530T、ギャップG1、G2が0.3mmとなるのに対して、本実施の形態の電源回路では、昇圧トランスHVTの一次巻線N4を46T、高圧巻線NHVを530T、ギャップG1、G2を零とすることができる。

【0055】また、先行技術としての電源回路においては、直列共振コンデンサCr1=0.033 μ F、Cr11=0.022 μ Fとなるのに対して、本実施の形態の電源回路では、直列共振コンデンサCr1=0.015 μ F、コンデンサCr3=0.1 μ Fとすることができる。

【0056】図5は、図1に示す本実施の形態の電源回路において、交流入力電圧VAC=100V、絶縁コンバータトランスPITの負荷電力 P_o を最大負荷電力150Wとした時の、直流高電圧EHVの負荷PHVを94.5W～0Wまで変化させた時のAC-DC電力変換効率 η AC \rightarrow DC、スイッチング周波数 f_s 、及び補助スイッチング素子Q3の期間 T'_{ON} の変化特性を示した図である。

【0057】この図5に示すように、図1に示す電源回路においては、直流高電圧EHVの負荷電力PHVが重くなるに従って、補助スイッチング素子Q3がオンとなる期間 T'_{ON} が短くなっており、二次側直流高電圧EHVの定電圧化が図られていることが分かる。また、先行技術としての電源回路においては、直流高電圧EHVの負荷電力PHVが重くなるに従ってスイッチング周波数 f_s が低下していたのに対しては、本実施の形態の電源回路では、スイッチング周波数 f_s がほぼ一定になっていることから、本実施の形態の電源回路が負荷電力PHVの変動がスイッチング周波数 f_s に影響を与えないように構成されていることが分かる。

【0058】さらに、本実施の形態の電源回路においては、絶縁コンバータトランスPITと昇圧トランスHV

Tの一次巻線の巻数の増加を図ることができると共に、各トランスにおけるギャップGを零としたことによって、負荷電力 P_o =244.5W時におけるAC-DC電力変換効率を、先行技術としての電源回路に比べて約1%向上させることができ、交流入力電圧VACを約3W低減することができる。

【0059】また、絶縁コンバータトランスPITと昇圧トランスHVTのギャップGを零にできるため、ギャップ近辺の一次巻線及び二次巻線がフリンジ磁束による渦電流損失によって温度が上昇するのを防止することができ、コンバータトランスの信頼性を向上させることができる。

【0060】また、二次側直流高電圧EHVの負荷電力PHVの変動に対して、先行技術としての電源回路では、スイッチ周波数 f_s の制御範囲が45KHz～90KHzであったのに対して、本実施の形態の電源回路では補助スイッチング素子Q3のオン期間 T'_{ON} を9 μ S～14F Sの制御であり、スイッチング周波数 f_s の変化を約5KHzまで縮小させることが可能になる。

【0061】さらにまた、本実施の形態電源回路では、この直列共振コンデンサCr1に対して並列に、コンデンサCr3と補助スイッチング素子Q3との直列回路を接続するように構成したうえで、コンデンサCr3の静電容量値を直列共振コンデンサCr1の静電容量値の3倍より大きい値を選定しておくようにしている。このようにすると、スイッチング素子Q1、Q2のターンオンまたはターンオフ時に補助スイッチング素子Q3が導通したときに、直列共振コンデンサCr1に対して、静電容量値の大きいコンデンサCr3が並列接続されることから、絶縁コンバータトランスPIT及び昇圧トランスHVTに対してギャップGを形成しなくても、スイッチング素子Q1、Q2のターンオンまたはターンオフ時の動作をZVS及びZCSにより安定して動作させることが可能になる。

【0062】なお、本実施の形態では、絶縁コンバータトランスPITの二次側から出力される直流出力電圧E01の定電圧制御をPFM制御によって行い、昇圧トランスHVTの二次側から出力される直流高電圧EHVの定電圧制御をPWM制御によって行う場合を例に挙げて説明したが、これはあくまでも一例であり本発明の回路構成は実施例として示した回路構成に限定されるものではない。例えば直流出力電圧E01の定電圧制御をPWM制御によって行い、直流高電圧EHVの定電圧制御をPFM制御によって行うように構成することも可能である。また例えば2つの絶縁コンバータトランスPITを設け、一方の絶縁コンバータトランスPITの二次側から出力される直流出力電圧の定電圧制御をPFM制御によって行い、他方の絶縁コンバータトランスPITの二次側から出力される直流出力電圧の定電圧制御をPWM制御によって行うように構成することも可能である。さらに、本

実施の形態として示した二次側の構成は、あくまでも一例であり、本発明としての二次側の構成は図示した以外の回路構成による整流回路が備えられて構わないものである。

【0063】また、本実施の形態においては、2石スイッチング素子他励式によりスイッチング駆動する場合を例に挙げて説明したが、2石スイッチング素子を自励式によりスイッチング駆動するように構成することも勿論可能である。

【0064】

【発明の効果】以上説明したように本発明のスイッチング電源回路においては、第1のコンバータトランスの一次巻線と第2のコンバータトランスの一次巻線とを並列に接続したうえで、第1のコンバータトランスから出力される第1の二次側直流出力電圧のレベルに応じて、スイッチング駆動手段のスイッチング周波数を可変制御を行うことで、第1の二次側直流出力電圧の定電圧制御を行うと共に、第2のコンバータトランスから出力される第2の二次側直流出力電圧のレベルに応じて、補助スイッチング素子の導通角を制御して、第2の二次側直流出力電圧の定電圧制御を行うようにしている。従って、このように構成すれば、先行技術としての電源回路に比べて、400V耐圧の1石のスイッチング素子と、1個の発振・ドライブ回路が不要になるため、構成部品点数の削減とコストダウンを図ることができる。

【0065】また、第1及び第2のコンバータトランスにギャップを形成する必要がないため、フェライト磁心の研磨工程が不要になり、その分のコストアップを削減することができる。さらに、第1及び第2のコンバータトランスにギャップを形成しないことにより、これらの結合係数を約0.9程度まで向上させることができるため、コンバータトランスの漏洩磁束が低減し、ショートリングを巻回するなどの漏洩磁束シールド対策が不要に

なる。また、フリンジ磁束による局所的な温度上昇も解消することができたため、コンバータトランスの信頼性を向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態の電源回路の構成例を示す回路図である。

【図2】本実施の形態の電源回路に備えられる絶縁コンバータトランスの構造例を示す断面図である。

【図3】本実施の形態の電源回路に備えられる昇圧トランスの構造例を示す断面図である。

【図4】本実施の形態の電源回路の重負荷時における動作を示す波形図である。

【図5】本実施の形態の電源回路の高圧負荷電力に対する、電力変換効率、スイッチング周波数、補助スイッチング素子のオン期間の特性を示した特性図である。

【図6】先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図7】先行技術としての電源回路に備えられる絶縁コンバータトランスの構造例を示す断面図である。

【図8】先行技術としての電源回路に備えられる昇圧トランスの構造例を示す断面図である。

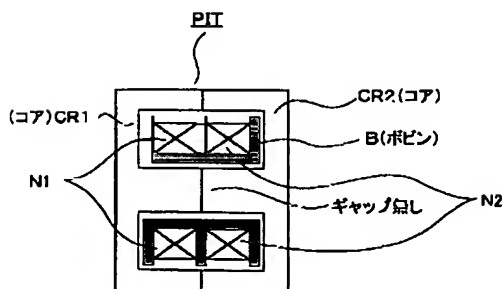
【図9】先行技術としての電源回路の要部の動作を示す波形図である。

【図10】先行技術としての電源回路の要部の動作を示す波形図である。

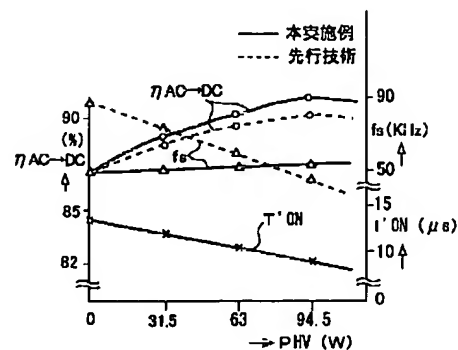
【符号の説明】

1 2 制御回路、3 発振・ドライブ回路、5 高圧発生回路、Ci1、Ci2平滑コンデンサ、DD1~DD3 DD11 DD12 クランプダイオード、Q1 Q2スイッチング素子、Q3 補助スイッチング素子、HVT 昇圧トランス、PIT 絶縁コンバータトランス、Cr1 直列共振コンデンサ、Cr2 並列共振コンデンサ、Cr3 コンデンサ、PC1 PC2 フォトカプラ

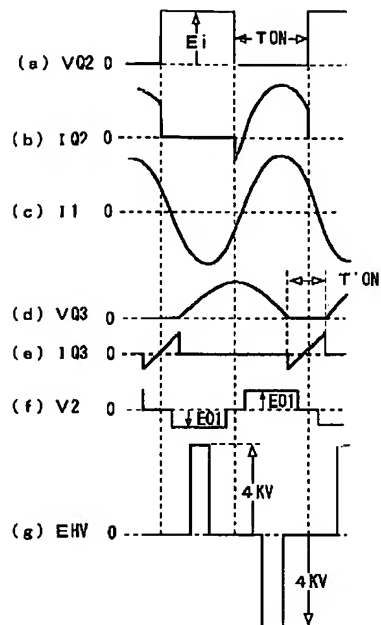
【図2】



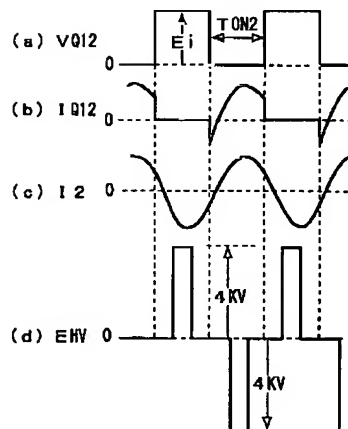
【図5】



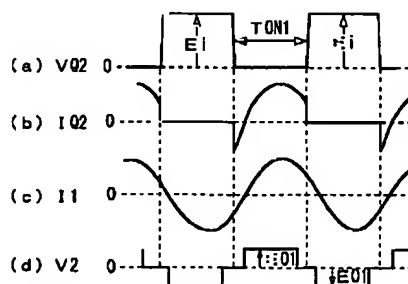
【図4】



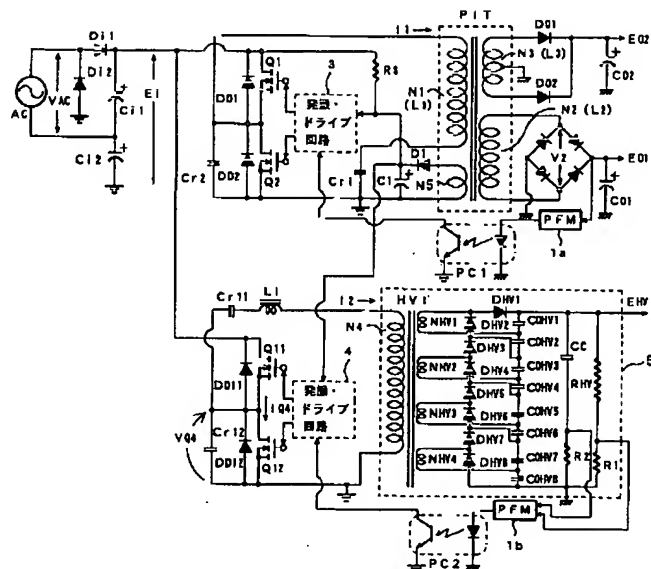
【図10】



【図9】



【図6】



【図8】

